

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

21. 4. 2004

REC'D 21 MAY 2004

WIPO PCT

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日
Date of Application: 2003年 4月22日

出 願 番 号
Application Number: 特願2003-117149
[ST. 10/C]: [JP 2003-117149]

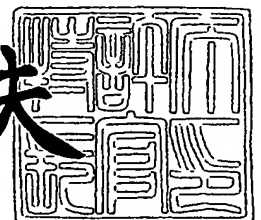
出 願 人
Applicant(s): 松下電器産業株式会社

PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH
RULE 17.1(a) OR (b)

2004年 3月18日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今井康夫



【書類名】 特許願

【整理番号】 2022050065

【あて先】 特許庁長官 太田 信一郎 殿

【国際特許分類】 H02P 6/02

【発明者】

 【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式
 会社内

 【氏名】 中田 秀樹

【発明者】

 【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式
 会社内

 【氏名】 植田 光男

【特許出願人】

 【識別番号】 000005821

 【氏名又は名称】 松下電器産業株式会社

【代理人】

 【識別番号】 100065868

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 角田 嘉宏

 【電話番号】 078-321-8822

【選任した代理人】

 【識別番号】 100088960

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 高石 ▲さとり▼

 【電話番号】 078-321-8822

【選任した代理人】

【識別番号】 100106242

【弁理士】

【氏名又は名称】 古川 安航

【電話番号】 078-321-8822

【選任した代理人】

【識別番号】 100110951

【弁理士】

【氏名又は名称】 西谷 俊男

【電話番号】 078-321-8822

【選任した代理人】

【識別番号】 100114834

【弁理士】

【氏名又は名称】 幅 慶司

【電話番号】 078-321-8822

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 006220

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 0101410

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 モータ制御装置、圧縮機、及び電気機器

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 ブラシレスモータを駆動するインバータ回路と、

前記インバータ回路を介して前記ブラシレスモータのモータ電流の位相を制御することにより該ブラシレスモータの回転速度を制御する制御部とを備えた、モータ制御装置。

【請求項 2】 前記制御部は、前記ブラシレスモータの負荷トルク変動による回転速度変動を抑制するよう前記モータ電流の位相を制御する、請求項 1 記載のモータ制御装置。

【請求項 3】 前記制御部は、前記ブラシレスモータの回転に基づいて前記回転速度変動と前記ブラシレスモータの回転位相とを検出し、該検出した回転速度変動と回転位相とに基づいて前記モータ電流の位相を制御する、請求項 2 記載のモータ制御装置。

【請求項 4】 前記制御部は、前記ブラシレスモータのモータ電流に基づいて該ブラシレスモータの回転数と回転位相とを推定し、それにより、前記回転速度変動と回転位相とを検出する、請求項 3 記載のモータ制御装置。

【請求項 5】 前記制御部は、前記ブラシレスモータのモータ電流の位相と振幅とを制御することにより該ブラシレスモータの回転速度を制御する、請求項 1 記載のモータ制御装置。

【請求項 6】 前記制御部は、前記ブラシレスモータの負荷トルク変動による回転速度変動を抑制するよう前記モータ電流の位相及び振幅を制御する、請求項 5 記載のモータ制御装置。

【請求項 7】 交流電源から出力される交流電力を整流して前記インバータ回路に出力する整流器をさらに備え、

前記制御部は前記モータ電流の振幅を前記交流電源の出力電圧の絶対値に応じて制御する、請求項 5 記載のモータ制御装置。

【請求項 8】 前記整流器は前記交流電力を全波整流する、請求項 7 記載のモータ制御装置。

【請求項 9】 前記インバータ回路への直流電力入力端子間に互いに直列に接続されたコンデンサとツェナーダイオードとをさらに備えた、請求項 1 乃至 8 のいずれかに記載のモータ制御装置。

【請求項 10】 交流電源から出力される交流電力を直流電力に変換する電力変換器と、

前記電力変換器で変換された直流電力をブラシレスモータに供給して該ブラシレスモータを駆動するインバータ回路と、

前記インバータ回路の直流電力入力端子間に接続されたコンデンサと、

前記インバータ回路を介して前記ブラシレスモータのモータ電流を制御することにより該ブラシレスモータの回転速度を制御する制御部とを備え、

前記制御部は、前記ブラシレスモータの負荷トルク変動による回転速度変動を抑制するよう前記モータ電流を制御し、かつ前記モータ電流の振幅と前記モータ電流の平均値との比較に基づいて前記交流電源から出力される電流を制御する、モータ制御装置。

【請求項 11】 前記制御部は、前記モータ電流の振幅が前記モータ電流の平均値よりも小さい期間には前記コンデンサが充電され、前記モータ電流の振幅が前記平均値よりも大きい期間には前記コンデンサが放電するよう前記交流電源から出力される電流を制御する、請求項 10 記載のモータ制御装置。

【請求項 12】 前記電力変換器が整流器であり、前記インバータ回路の直流電力入力端子間にコンデンサと直列にスイッチング素子が接続され、前記制御部は前記スイッチング素子をオン・オフすることにより前記交流電源から出力される電流を制御する、請求項 11 記載のモータ制御装置。

【請求項 13】 前記制御部は、前記モータ電流の振幅が前記モータ電流の平均値よりも小さい期間にはその振幅が小さくなり、前記モータ電流の振幅が前記モータ電流の平均値よりも大きい期間にはその振幅が大きくなるよう、前記交流電源から出力される電流を制御する、請求項 11 記載のモータ制御装置。

【請求項 14】 前記制御部は、前記ブラシレスモータの負荷トルク変動による回転速度変動を抑制するよう前記モータ電流の位相を制御する、請求項 10 乃至 13 のいずれかに記載のモータ制御装置。

【請求項 15】 前記ブラシレスモータが 1 回転中に 1 つのピークを有するよう
にトルクが変動する負荷を駆動するものである、請求項 1 乃至 14 のいずれか
に記載のモータ制御装置。

【請求項 16】 請求項 15 に記載のモータ制御装置により制御される前記ブ
ラシレスモータを駆動源として備えた、圧縮機。

【請求項 17】 請求項 16 に記載の圧縮機を熱媒体圧縮手段として備えた、
電気機器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、モータ制御装置並びにそれを用いた圧縮機及び電気機器に関し、特
にブラシレスモータを制御するものに関する。

【0002】

【従来の技術】

近年、省資源化及び低コスト化の観点からインバータ回路の入力側に大容量の
平滑コンデンサを使用せずに、小容量のコンデンサを備えたモータ制御装置が提
案されている。

【0003】

図 13 はこのようなモータ制御装置の構成を示す回路図である。図 13 に示す
ように、このモータ制御装置（以下、第 1 の従来例という）においては、コンデ
ンサ 203 の容量が小さいため、交流電源 201 の出力電圧を整流回路 202 で
整流して得られるインバータ回路 204 への入力電圧が充分平滑化できず、脈動
を持った波形となる。このような脈動を持った電圧は交流電源 201 の出力電圧
に同期しかつその周波数の 2 倍の周波数を有している。そこで、ブラシレスモ
ータ 205 に入力したい所望のトルク指令に、図 14（a）に示すように、インバ
ータ回路 204 への入力電圧に同期しかつ相似した波形を持たせることで、脈動
を持った電圧であってもブラシレスモータ 205 を駆動でき、かつ、図 14（b）
に示すように交流電源 201 からの入力電流 I が正弦波状となり、電源力率が
低下しないように制御している（例えば、特許文献 1 参照）。

【0004】

一方、空気調和機や冷蔵庫などに使用されている圧縮機を駆動するブラシレスモータの場合、1回転に1回の負荷変動が大きいことが原因となって、特に低回転数領域で騒音並びに振動が発生する。特にロータリー型圧縮機や往復動圧縮機の場合、ブラシレスモータにかかる負荷トルクは、図15に示すように、冷媒を吐出するタイミングで最大となるようにして、モータの回転位相（回転子角度）に応じて大きく変動するため、回転子が1回転する間に大きく脈動し、それにより、振動及び騒音が発生する。さらに、その脈動は、平均回転数が低いほど増大し、それによる振動の振幅も増大する。そこで、負荷変動を考慮して振動が小さくなるようにモータ電流を制御する方法が提案されている。このモータ電流制御方法（以下、第2従来例という）では、推定されたモータの回転数から、1回転中の加速度あるいは速度変動分を算出し、その変動分が小さくなるようにモータ電流の指令（振幅指令）を作成する。すなわち、モータの回転位相を所定の区間に分割し、その分割された区間毎に加速度あるいは速度変動分から振動を小さくするためのトルク指令補正量を作成して、その補正量をモータ電流指令に加算する。このモータ電流制御方法では、モータ電流指令が回転子の1回転につき1回の割合で大きく増減することになるため、交流電源からの電力供給量もモータの1回転に1回の割合で大きく増減してしまい、電源力率を低下させてしまう。そのため、大容量のインダクタ並びに大容量の平滑コンデンサを設けて電源力率を低下しないようにしている（例えば、特許文献2参照）。

【0005】

【特許文献1】

特開2002-51589号公報（第1図、第9図）

【特許文献2】

特開2001-37281号公報（第13図）

【0006】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、上記第1の従来例では、トルク指令が電源周波数の2倍の周波数で変化することから、1回転に1回の負荷変動を有する圧縮機などに適用する

と、負荷変動の周波数が電源周波数の2倍の周波数とは異なるため、騒音並びに振動が低減できないという課題があった。また、上記第2の従来例を用いて、省資源化や低コスト化のために単純にインダクタや平滑用コンデンサを小容量化しようとする、電源力率が低下してしまい、電源系統に悪影響を及ぼすという課題があった。

【0007】

本発明は上記のような課題に鑑みなされたもので、インダクタや平滑用コンデンサを小容量化しても電源力率を低下させることなく負荷トルク変動による振動の発生を抑制可能なモータ制御装置並びにそれを用いた圧縮機及び電気機器を提供することを目的としている。

【0008】

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するため、本発明に係るモータ制御装置は、ブラシレスモータを駆動するインバータ回路と、前記インバータ回路を介して前記ブラシレスモータのモータ電流の位相を制御することにより該ブラシレスモータの回転速度を制御する制御部とを備えている（請求項1）。このような構成とすると、モータ電流の位相を制御することにより、回転速度が変動しないようブラシレスモータの出力トルクを制御することができる。この場合、モータ電流の振幅は変化しないので、インダクタや平滑用コンデンサを必要とせずに、電源力率を低下させることなく負荷トルクの変動に伴う振動を低減することができる。

【0009】

前記制御部は、前記ブラシレスモータの負荷トルク変動による回転速度変動を抑制するよう前記モータ電流の位相を制御してもよい（請求項2）。

【0010】

前記制御部は、前記ブラシレスモータの回転に基づいて前記回転速度変動と前記ブラシレスモータの回転位相とを検出し、該検出した回転速度変動と回転位相とに基づいて前記モータ電流の位相を制御してもよい（請求項3）。

【0011】

前記制御部は、前記ブラシレスモータのモータ電流に基づいて該ブラシレスモ

ータの回転数と回転位相とを推定し、それにより、前記回転速度変動と回転位相とを検出してもよい（請求項4）。このような構成とすると、回転速度変動及び回転位相を簡易な構成で検出できる。

【0012】

前記制御部は、前記ブラシレスモータのモータ電流の位相と振幅とを制御することにより該ブラシレスモータの回転速度を制御してもよい（請求項5）。

【0013】

前記制御部は、前記ブラシレスモータの負荷トルク変動による回転速度変動を抑制するよう前記モータ電流の位相及び振幅を制御してもよい（請求項6）。このような構成とすると、モータ電流の位相と振幅との双方を任意の配分で制御して回転速度変動を抑制することができるので、より自由度の高いモータ制御装置を提供することができる。また、電源力率を所望の値に設定できる。

【0014】

交流電源から出力される交流電力を整流して前記インバータ回路に出力する整流器をさらに備え、前記制御部は前記モータ電流の振幅を前記交流電源の出力電圧の絶対値に応じて制御してもよい（請求項7）。このような構成とすると、モータ電流の振幅を、交流電源の出力電圧の絶対値が増大する期間は小さくなり、交流電源の出力電圧の絶対値が減少する期間は大きくなるように制御することにより、交流電源から出力される電流がより滑らかになり、電源力率がさらに向上する。

【0015】

前記整流器は前記交流電力を全波整流してもよい（請求項8）。このような構成とすると、インバータ回路に入力される電圧の脈動が大きなものとなるので、本発明がより顕著な効果を奏する。

【0016】

前記インバータ回路への直流電力入力端子間に互いに直列に接続されたコンデンサとツェナーダイオードとをさらに備えてもよい（請求項9）。このような構成とすると、整流器を介して接続される交流電源の出力電圧がコンデンサの保持電圧とツェナーダイオードの降伏電圧との和より高い時には交流電源からコンデ

ンサに充電電流が流れるので、その分、通電期間が長くなり、さらに電源力率が向上する。特に、平滑コンデンサを有しないモータ制御装置においてはモータの電流位相や振幅を制御しても振動が低減できないような高負荷運転の場合に、出力トルクが小さい、すなわちモータ電流が小さい時はコンデンサに充電して交流電源からの電流の流入を増大させ、出力トルクが大きい、すなわちモータ電流が大きい時はコンデンサから放電してモータ電流を増大することができるので、高負荷運転の場合においても電源力率を低下させずに振動を抑制することができる。

【0017】

また、本発明に係るモータ制御装置は、交流電源から出力される交流電力を直流電力に変換する電力変換器と、前記電力変換器で変換された直流電力をブラシレスモータに供給して該ブラシレスモータを駆動するインバータ回路と、前記インバータ回路の直流電力入力端子間に接続されたコンデンサと、前記インバータ回路を介して前記ブラシレスモータのモータ電流を制御することにより該ブラシレスモータの回転速度を制御する制御部とを備え、前記制御部は、前記ブラシレスモータの負荷トルク変動による回転速度変動を抑制するよう前記モータ電流を制御し、かつ前記モータ電流の振幅と前記モータ電流の平均値との比較に基づいて前記交流電源から出力される電流を制御する（請求項10）。このような構成とすると、モータ電流の振幅とモータ電流の平均値との比較に基づいてモータ電流の大小を判定することにより、的確に電源力率の向上を図ることができる。

【0018】

前記制御部は、前記モータ電流の振幅が前記モータ電流の平均値よりも小さい期間には前記コンデンサが充電され、前記モータ電流の振幅が前記平均値よりも大きい期間には前記コンデンサが放電するよう前記交流電源から出力される電流を制御してもよい（請求項11）。このような構成とすると、コンデンサの充放電に応じて交流電源から出力される電流が制御されるので、さらに電源力率を向上することができる。

【0019】

前記電力変換器が整流器であり、前記インバータ回路の直流電力入力端子間に

コンデンサと直列にスイッチング素子が接続され、前記制御部は前記スイッチング素子をオン・オフすることにより前記交流電源から出力される電流を制御してもよい（請求項 12）。

【0020】

前記制御部は、前記モータ電流の振幅が前記モータ電流の平均値よりも小さい期間にはその振幅が小さくなり、前記モータ電流の振幅が前記モータ電流の平均値よりも大きい期間にはその振幅が大きくなるよう、前記交流電源から出力される電流を制御してもよい（請求項 13）。

【0021】

前記制御部は、前記ブラシレスモータの負荷トルク変動による回転速度変動を抑制するよう前記モータ電流の位相を制御してもよい（請求項 14）。

【0022】

前記ブラシレスモータが、1 回転中に 1 つのピークを有するようにトルクが変動する負荷を駆動するものであってもよい（請求項 15）。このような構成とすると、本発明が特に顕著な効果を奏する。

【0023】

また、本発明に係る圧縮機は、請求項 15 の記載のモータ制御装置により制御される前記ブラシレスモータを駆動源として備えている（請求項 16）。

【0024】

また、本発明に係る電気機器は、請求項 16 に記載の圧縮機を熱媒体圧縮手段として備えている（請求項 17）。

【0025】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の好適な実施の形態を、図面を用いて説明する。

（実施の形態 1）

図 1 は本発明の実施の形態 1 に係るモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【0026】

図 1 において、本実施の形態のモータ制御装置 101 は、単相交流電源（以下

、単に交流電源という) 1 から出力される交流電力を整流する整流回路 2 と、整流回路 2 で整流された直流電力を交流電力に変換してブラシレスモータ 4 に供給するインバータ回路 3 と、ブラシレスモータ 4 に流れる電流 (以下、モータ電流という) を検出する電流センサ 102 と、電流センサ 102 により検出されたモータ電流に基づいてインバータ回路 3 を駆動制御する制御部 5 とを有している。ブラシレスモータ 4 は、ここでは、例えば圧縮機 (図示せず) を駆動する。

【0027】

整流器 2 は、ここでは、全波整流器で構成されている。インバータ回路 3 は、ここでは、電圧型のインバータで構成されている。

【0028】

制御部 5 は、マイコン等の演算器で構成され、回転数/回転位相推定部 6、変動抑制部 7、回転数誤差検出部 8、電流指令作成部 9 及び印加電圧作成部 10 を有している。

【0029】

回転数/回転位相推定部 6 は、電流センサ 102 で検出されたモータ電流に基づいてブラシレスモータ 4 の回転位相及び回転数を推定し、これを推定回転数 ω^{\wedge} 及び推定回転位相 θ として出力する。電流センサ 102 は、ここでは、ブラシレスモータ 4 の三相コイルに流れる電流を検出している。なお、この回転位相並びに回転数の推定には、ブラシレスモータ 4 に印加された電圧値、ブラシレスモータ 4 の特性を表すモータ定数等を用いてもよく、また、ブラシレスモータの位置センサレス正弦波駆動でよく使われる従来技術を用いてもよい。なお、位置センサを有するブラシレスモータを駆動するモータ制御装置の場合であれば、位置センサの信号に基づいて回転位相並びに回転数を求めてもよく、この場合は回転数/回転位相推定部 6 は不要となる。

【0030】

変動抑制部 7 は、回転数/回転位相推定部 6 から出力された推定回転数 ω^{\wedge} に基づいて、ブラシレスモータ 4 の負荷トルク変動に伴う回転数の変動を算出し、ブラシレスモータ 4 の回転速度変動が抑制されるような電流位相指令 β^* を電流指令作成部 9 に出力する。

【0031】

回転数誤差検出部 8 は、モータ制御装置 101 の外部から入力される回転数指令 ω^* と、回転数／回転位相推定部 6 から出力された推定回転数 ω^{\wedge} との誤差より電流振幅指令 I^* を作成し、電流指令作成部 9 に出力する。

【0032】

電流指令作成部 9 は、入力された電流振幅指令 I^* と電流位相指令 β^* とから、下記の式 (2) に従って d 軸電流指令 I_d^* と q 軸電流指令 I_q^* を作成し、印加電圧作成部 10 に出力する。

【0033】

$$I_d^* = I^* \times \sin(\beta^*)、I_q^* = I^* \times \cos(\beta^*) \quad \dots (2)$$

印加電圧作成部 10 は、電流センサ 102 で検出されたモータ電流値と回転数／回転位相推定部 6 から出力された推定回転位相 θ とから d 軸電流値 I_d 、q 軸電流値 I_q を検出し、これら d 軸電流値 I_d 、q 軸電流値 I_q が、それぞれ、d 軸電流指令 I_d^* 、q 軸電流指令 I_q^* になるようにブラシレスモータ 4 に印加する電圧値を作成し、この電圧値を PWM 信号としてインバータ回路 3 に出力する。つまり、d 軸電流値 I_d が d 軸電流指令 I_d^* となるようにフィードバック制御が行われる。このようなフィードバック制御として、一般的な P I 制御を用いることができるが、P I 制御以外の制御方式を用いてもよい。また、ブラシレスモータ 4 に印加する電圧値を作成する際は、インバータ回路 3 の入力電圧は大きく脈動するので、インバータ回路 3 の入力電圧を検出して PWM 信号を補正してもよい (PWM 信号は図示しない)。

【0034】

インバータ回路 3 は、入力された PWM 信号に基づいて各スイッチング素子をオン・オフ動作させ、それにより、ブラシレスモータ 4 に、印加電圧作成部 10 が定める電圧を印加する。

【0035】

以上の一連の動作を制御周期毎に継続して実行することで、ブラシレスモータ 4 のモータ電流が所望の電流振幅並びに電流位相となる。ここで、所望の電流振幅並びに電流位相とは、ブラシレスモータ 4 の回転数が回転数指令 ω^* に応じた

ものとなりかつ回転速度の変動が抑制されるような電流振幅並びに電流位相を意味している。

【0036】

次に、本発明を特徴付ける変動抑制部 7 の構成及び原理を具体例を挙げて説明する。

【0037】

図 2 は、図 1 のブラシレスモータ 4 の回転子角度に対する負荷トルク、速度、検出速度、検出加速度、及びトルク指令補正量の変化の一例を表す図である。また、図 3 は変動抑制部 7 の構成を示すブロック図である。

【0038】

まず、変動抑制部 7 の構成を説明する。

【0039】

図 3 において、変動抑制部 7 は、回転数／回転位相推定部 6（図 1 参照）から入力される推定回転数 ω^{\wedge} に基づいて回転子の加速度（以下、検出加速度という）を検出する回転子加速度検出部 11 と、目標加速度（0）と検出加速度との誤差（以下、加速度誤差という）を算出する減算器 12 と、減算器 12 で算出された加速度誤差に基づいて、回転子 1 回転の回転子角度を N 分割してなる区間（以下、回転子角度区間という）毎に、トルク指令補正量を算出する第 1 ～ 第 n 加速度制御部 $A_{c1} \sim A_{cn}$ と、このトルク指令補正量を、それぞれ、電流位相指令補正量に変換する電流位相指令変換部 14 と、この電流位相指令補正量を線形補間して電流位相指令 β^* を作成する電流位相指令補正量補間部 15 とを備えている。

【0040】

次に、変動抑制部 7 の原理を説明する。

【0041】

図 1 ～ 図 3 において、従来の技術の欄において説明したように、圧縮機、とくにロータリー型や往復動型圧縮機では、負荷トルクが、その回転子角度により大きく変動する。このような負荷トルクの変動が存在する場合、ブラシレスモータ 4 の回転子の回転速度（以下、単に速度という）は、図 2 に示すように、負荷ト

トルクが大きくなると低下し、逆に負荷トルクが小さくなると増加するように変動する。一方、回転子の加速度（以下、単に加速度という）は、負荷トルクと正反対の形で、負荷トルクが大きいときには、加速度が小さいというように変動する。いま、圧縮機の振動を低減させたいのであるから、負荷トルクが大きな回転子角度でブラシレスモータ 4 の出力トルクを最大にし、逆に負荷トルクが低い位置でブラシレスモータ 4 の出力トルクを低下させれば、トルクが釣り合って振動が低減される。そのためには速度変動を低減すればよいが、速度変動を低減するには、加速度成分を 0 にするようにトルクを制御すればよいことは明白である。そこで、まず、入力された推定回転数 ω^{\wedge} を用いて、回転子加速度検出部 11 でその値の変動を計算することにより加速度（検出加速度）を算出（検出）する。さらに、減算器 12 において、目標である加速度 0 との偏差から加速度誤差を求める。トルク変動は、回転位相に対してあるパターンを持つものであるので、制御を回転位相により切り替えることにより、制御遅れの影響を排除した制御が可能となる。

【0042】

すなわち、回転子の加速度を制御するとき、所定の回転位相に対して、その位相に対応した加速度を用いて制御を実施しなければ、加速度制御の制御遅延により制御性能が悪化する。従って、回転子 1 回転の回転子角度を複数（N）の区間に分割し、その区間毎に加速度制御の演算を実施する。演算は下記の式（1）により行う。

【0043】

$$tr(n+1, i) = tr(n, i) - Ga \times a(i) \quad \dots \dots \dots (1)$$

ここで、tr(n, i)：インバータトルク指令（n：回転目、i：回転子角度区間）

a(i)：加速度（i：回転子角度区間）

Ga：制御ゲイン

ここでは、回転子角度を N 個の回転子角度区間に分け、各回転子角度区間毎に第 1～第 n 加速度制御部 A c 1～A c n において加速度制御の演算を行う。その結果、第 1～第 n 加速度制御部 A c 1～A c n の各々の出力はその対応する回転

子角度区間におけるトルク指令補正量となる。ここで、回転子の回転に応じて、制御すべき回転子角度区間が移動するので、それに従って動作する加速度制御部 $A_{c1} \sim A_{cn}$ を切り替える必要があるが、これは回転数/回転位相推定部 6 から入力される推定回転位相 θ に基づいて行う。このトルク指令補正量はブラシレスモータ 4 の回転速度を一定に保つように働く。そして、このトルク指令補正量は、電流位相指令変換部 14 により、電流位相補正量に変換される。モータ電流の位相を進めると、ブラシレスモータ 4 の発生トルク（出力トルク）は減少し、逆にモータ電流の位相を遅らせるとブラシレスモータ 4 の発生トルクは増大する。従って、トルク指令補正量が多い時は、出力する電流位相補正量は小さくなり、トルク指令補正量が少ない時は電流位相補正量は大きくなる。なお、この時の電流位相補正量は、制限を設けておく。例えば、ブラシレスモータ 4 が逆突極構造であれば、モータの出力トルクが最大となるモータ電流の位相は 0 度と 90 度との間のある回転子角度に存在し、その回転子角度より進んだ回転子角度にしても遅れた回転子角度にしてもトルクは減少するので、電流位相補正量はその角度から 90 度の範囲になるように制限される。また、ブラシレスモータ 4 が突極構造をもたないものであれば、出力トルクが最大となるモータ電流の位相は 0 度なので、電流位相補正量は 0 度から 90 度の範囲になるように制限される。

【0044】

さらに、実際の回転子角度は連続であるので、電流位相指令補正量補間部 15 により、 N 個の電流位相補正量が回転子角度に応じて補間されて、最終的な電流位相指令 β^* として出力される。この回転子角度として、回転数/回転位相推定部 6 から入力される推定回転位相 θ が用いられる。

【0045】

図 4 はトルク変動と電流位相指令 β^* の出力の関係を示す特性図である。

【0046】

図 1 ～ 図 4 を参照すると、第 1 ～ 第 n 加速度制御部 $A_{c1} \sim A_{cn}$ から 1 回転につき N 個の電流位相補正量が出力されるが、この N 個の電流位相補正量が電流位相指令補正量補間部 15 で補間されて、電流位相指令 β^* として出力される。この補間は、ここでは、線形補間が採用されている。

【0047】

そして、図4に示すように、電流位相指令 β^* は、ここでは、回転子角度に対し、負荷トルクが大きい部分では小さく、負荷トルクが小さい部分では大きくなるように変化する。大雑把に言えば、電流位相指令 β^* は、略、負荷トルクと逆の位相を有するように変化する。これにより、ブラシレスモータ4の出力トルクは、回転子角度に対し負荷トルクの変動に対応するように変化する。

【0048】

次に、以上のように構成されたブラシレスモータの駆動回路及びモータ制御装置の動作を説明する。

【0049】

図5は第2の従来例において平滑コンデンサを省略した場合における波形図であって、(a)は交流電源電流の波形を示す図、(b)はモータ電流の波形を示す図、(c)は電流振幅指令 I^* の波形を示す図、図6は本実施の形態における波形図であって、(a)は交流電源電流の波形を示す図、(b)はモータ電流の波形を示す図、(c)は電流位相指令 β^* の波形を示す図である。

【0050】

図1～図4において、交流電源1から出力される交流電圧は、整流回路2において脈動を持った直流電圧に整流されて、インバータ回路3に供給される。この脈動を持った直流電圧の一例（全波整流波形）を図9(a)に示す。インバータ回路3はこの脈動を持った直流電力を交流電力に変換し、ブラシレスモータ4に制御部5が定める電圧を印加してこれを駆動する。この際、ブラシレスモータ4の負荷トルクは図4に示すように、回転子の1回転中に1つのピークを有するように変動する。一方、制御部5は、電流センサ102で検出されたブラシレスモータ4のモータ電流に基づいて、図6(c)に示すように正弦波状に変化しかつ負荷トルクと略逆位相を有する電流位相指令 β^* を作成して、この電流位相指令 β^* に基づいてインバータ回路3を駆動制御する。これにより、図6(b)に示すように、ブラシレスモータ4のモータ電流の位相が回転子の回転に伴って変化し、それにより、ブラシレスモータ4の出力トルクが負荷トルクの変動に応じたものとなる。その結果、負荷変動に伴う速度変動により発生する振動を低減することがで

きる。このときのモータ電流の振幅は図 6 (b) に示すように一定になるので、大容量の平滑用コンデンサを使用しない（本実施の形態では平滑コンデンサそのものを使用しない）モータ制御装置であっても、図 6 (a) に示すように交流電源 1 から出力される電流の振幅は変化しないため、電源力率が低下することはない。従って、振動抑制制御を行っても商用配電系統へ悪影響を及ぼさない。

【0051】

これに対し、第 2 の従来例を平滑コンデンサを省略して圧縮機に適用すると、モータ電流の振幅が図 5 (b) に示すように変化し、それに対応して、5 (a) に示すように交流電源 1 から出力される電流の振幅が変化するため、電源力率が低下する。また、商用系統へ悪影響を及ぼす。

【0052】

このように、本実施の形態によれば、電源力率の低下及び商用配電系統への悪影響をもたらすことなく、負荷トルク変動に起因する振動を低減することができる。

【0053】

なお、上記では、負荷トルクが、回転子 1 回転につき 1 回のピークを有するように変動する場合を説明したが、本発明は、負荷トルクが任意の態様で変化する場合にも、同様に適用することができる。

【0054】

また、上記では、変動抑制部 7 において加速度に基づいて電流位相指令を作成したが、例えば速度に基づいて電流位相指令を作成しても同様の効果が得られることは明らかである。

【0055】

また、上記ではインバータ回路 3 を電圧型インバータで構成したが、電流型インバータで構成しても構わない。

実施の形態 2

図 7 は本発明の実施の形態 2 に係るモータ制御装置の構成を示すブロック図である。図 7 において図 1 と同一符号は同一又は相当する部分を示す。図 7 に示すように、本実施の形態では、制御部 5 が加算部 16 を有している。変動抑制部 7

は、さらに、電流振幅補正指令 I_h^* を出力する。加算部 16 は、回転数誤差検出部 8 からの出力とこの電流振幅補正指令 I_h^* とを加算して電流指令作成部 9 へ出力する。その他は実施の形態 1 と同様である。

【0056】

変動抑制部 7 は、速度変動抑制を行うために、例えば、入力される推定回転数 ω^* と推定回転位相 θ とに基づいて、電流位相指令 β^* と電流振幅指令補正值 I_h^* とを作成する。トルク補正量は実施の形態 1 で説明したように求めればよく、その結果に基づいて電流位相指令 β^* と電流振幅指令補正值 I_h^* を決める。実施の形態 1 で説明したように、ブラシレスモータ 4 の出力トルク（以下、単に出力トルクという）を減少させるためには、電流位相指令 β^* を増大してもよいし、電流振幅値を減少させてもよい。逆に、出力トルクを増大させるためには電流位相指令 β^* を減少させてもよいし、電流振幅値を増大させてもよい。従って、どちらをどのように定めるかは自由に決めることができる。しかしながら、電流振幅指令補正值 I_h^* の値の範囲は、望ましい電源力率の値に応じて設定することもできる。例えば、電源力率を 0.9 以上としたい場合には、回転子が 1 回転する期間における電流振幅指令 I^* の最大値と最小値の比率が 0.3 以上となるように電流振幅指令補正值 I_h^* を設定することが望ましい。また、電源力率を 0.95 以上としたい場合には、電流振幅指令 I^* の最大値と最小値の比率が 0.5 以上となるように電流振幅指令補正值 I_h^* を設定することが望ましい。このように、所望の電源力率に応じて電流振幅指令補正值 I_h^* の取り得る値の範囲を設定し、電流振幅指令 I^* を決める。その状態で振動抑制が充分でない場合は速度変動が検出されるので、その場合は電流位相指令 β^* を増減させて振動を抑制すればよい。

【0057】

以上に説明したように、本実施の形態では、変動抑制部 7 が電流振幅補正值 I_h^* と電流位相指令 β^* とを速度変動を抑制するように指令するので、より自由度の高いモータ制御装置を提供することができる。また、所望の電源力率で駆動できるモータ制御装置を提供することができる。

実施の形態 3

図 8 は本発明の実施の形態 3 に係るモータ制御装置の構成を示すブロック図、図 9 は本実施の形態における波形図であって、(a) はインバータ回路の入力電圧の波形を示す図、(b) は電流振幅指令 I^* の波形を示す図である。図 8 において図 1 と同一符号は同一又は相当する部分を示す。

【0058】

本実施の形態では、モータ制御装置 101 が、交流電源 1 の出力電圧を検出する電圧センサ 103 をさらに備え、制御部 5 が、電圧センサ 103 で検出された電圧の位相に基づいて回転数変動検出部 8 の出力を変調してこれを電流振幅指令 I^* として電流指令作成部 9 に出力する幅変調部 17 をさらに備えている。その他の点は、実施の形態 1 と同様である。

【0059】

具体的には、インバータ回路 3 に印加される電圧（入力電圧）は、図 9 (a) に示すように脈動する。このインバータ回路 3 の入力電圧は、交流電源 1 の出力電圧の絶対値の変化に従って変動し、その出力電圧の絶対値が大きい時は、インバータ回路 3 の入力電圧も高いため、ブラシレスモータ 4 に電流が流れやすくなる。また、インバータ回路 3 と整流回路 2 との間に小容量のコンデンサ（図示せず）が配置される場合には、そのコンデンサの電圧よりも交流電源 1（正確には整流回路 2）の出力電圧が高くなるとコンデンサへのチャージ電流が発生する。

【0060】

そこで、振幅変調部 17 は、電圧センサ 103 を介して検出した交流電源 1 の電圧位相に基づき回転数変動検出部 8 の出力を変調して、図 9 (b) に示すように、交流電源 1 の出力電圧の絶対値が増大する期間はブラシレスモータ 4 に流れる電流が小さくなり、交流電源 1 の出力電圧の絶対値が減少する期間はブラシレスモータ 4 に流れる電流が大きくなるような電流振幅指令 I^* を作成し、これを電流指令作成部 9 に出力する。

【0061】

これにより、交流電源 1 から流入する電流がより滑らかになり、電源力率がさらに向上する。なお、上記では実施の形態 1 を変形する場合を説明したが、実施の形態 2 を同様に変形してもよい。この場合、図 8 の振幅変調部 17 の出力を図

2の加算部16に入力すればよい。

実施の形態4

図10は本発明の実施の形態4に係るモータ制御装置の構成を示すブロック図である。図10において図1と同一符号は同一又は相当する部分を示す。

【0062】

本実施の形態では、モータ制御装置101が、整流回路2とインバータ回路3の間に設けられた充放電回路18をさらに備えている。

【0063】

充放電回路18は、整流回路2の出力端子間に互いに直列に接続されたツェナーダイオードとコンデンサとで構成されている。

【0064】

このような構成とすることにより、整流回路2の出力電圧が、コンデンサに保持された電圧とツェナーダイオードの降伏電圧との和（以下、充放電回路電圧という）を超えると、コンデンサに充電が開始される。この充電は、充放電回路電圧に対し、脈動する整流回路2の出力電圧が高い時は常に行われ、整流回路2の出力電圧が低い時にはコンデンサからの放電が行われる。図9(a)に示すように、充放電回路18が存在しない場合には、インバータ回路3の入力電圧の最小値はほぼ0Vになるため、充放電回路18のコンデンサは、交流電源1の出力電圧に同期してその2分の1の周期で完全に放電される。このように、交流電源1の出力電圧の2分の1の周期で必ず放電が行われるので、交流電源1の出力電圧が高い時には毎回充電用の電流が流れ、交流電源1からの電流の流入量が増大する。その結果、通電期間が長くなり、さらに電源力率が向上する。また、高負荷運転の場合においても電源力率を低下させずに振動を低減することが可能である。

【0065】

なお、上記では、実施の形態1を変形したが、実施の形態2及び3を同様に変形し同様の効果を得ることができるのはいうまでもない。

【0066】

また、ツェナーダイオードに流れる突入電流（コンデンサに充電される瞬間の最初の電流）を小さくしたい場合は、ツェナーダイオードとコンデンサとの他に

に抵抗を直列接続してもよい。

実施の形態 5

図 11 は本発明の実施の形態 5 に係るモータ制御装置の構成を示すブロック図である。図 11 において図 1 と同一符号は同一又は相当する部分を示す。

【0067】

本実施の形態は、モータ制御装置 101 が、充放電回路制御部 19、充放電回路 20、電圧センサ 103、及び電流センサ 104 をさらに備えている。その他の点は実施の形態 1 と同様である。

【0068】

充放電回路 19 は、整流回路 2 の出力端子間に互いに直列に接続された双方向スイッチとコンデンサとで構成されている。双方向スイッチは、ここでは充電スイッチ及び放電スイッチとして用いられる。充放電回路制御部 19 は、トルク指令オンオフ判定部 21 と、交流電流指令作成部 22 と、充電スイッチ指令作成部 23 と、放電スイッチ指令作成部 24 とを備えている。

【0069】

トルク指令オンオフ判定部 21 は、制御部 5 からの電流振幅指令 I^* を受けて、ブラシレスモータ 4 に与える電流振幅指令値が大きい時であるか小さい時であるかを判定する。その判定方法は、電流振幅指令 I^* の回転子 1 回転の平均値（以下、電流振幅指令平均値という）を求め、現在の電流振幅指令 I^* （以下、電流振幅指令現在値という）が電流振幅指令平均値と比較して大きいか小さいかを判定する。この判定結果は交流電流指令作成部 22 に出力される。

【0070】

交流電流指令作成部 22 は、電圧センサ 103 を介して交流電源 1 の電圧位相を検出し、トルク指令オンオフ判定部 21 の判定結果に基づいて、交流電流指令 I_{ac}^* を作成する。上記判定において電流振幅指令現在値が電流振幅指令平均値より小さい期間（以下、期間 1 という）では、交流電流指令 I_{ac}^* を交流電源 1 の電圧位相に基づいて作成し、電流振幅指令現在値が電流振幅指令平均値より大きい期間（以下、期間 2 という）では交流電流指令 I_{ac}^* の出力を停止する。期間 1 ではインバータ回路 3 がブラシレスモータ 4 に印加する電圧値が小さ

いので、モータ電流は小さい。従って、交流電源 1 から流入する電流（以下、交流電源電流という）は、ほとんどが充放電回路 20 のコンデンサに充電される。そこで、交流電流指令 I_{ac}^* は、交流電源電流の振幅値が期間 1 の間中、コンデンサの電圧が過電圧にならない範囲に制限されるように作成される。そして、このように作成された交流電流指令 I_{ac}^* は、充電スイッチ指令作成部 23 に入力される。充電スイッチ指令作成部 23 は、電流センサ 104 を介して検出した交流電源電流の値が交流電流指令 I_{ac}^* に一致するようにフィードバック制御する。このフィードバック制御は、充放電回路 20 の充電スイッチを PWM 動作させることによって遂行される。ここで使用するフィードバックアルゴリズムには一般的には P I 制御が採用されるが、これに限るものではない。

【0071】

一方、期間 2 では、充電スイッチ指令作成部 23 は交流電流指令 I_{ac}^* が入力されないので、充電スイッチを停止させる。

【0072】

また、期間 2 では、インバータ回路 3 がブラシレスモータ 4 に印加する電圧値が大きいため、モータ電流は大きい。従って、交流電源電流も大きい。しかし、交流電源 1 の出力電圧が小さい時はブラシレスモータ 4 に所要の電圧を印加しにくくなる。そこで、放電スイッチ指令作成部 24 は、充放電回路 20 の放電スイッチをオンさせることにより、ブラシレスモータ 4 に所要の電圧を印加すると同時に次の期間 1 でコンデンサを充電できるようにする。放電スイッチ指令作成部 24 は、電圧センサ 103 を介して検出した交流電源 1 の電圧位相に基づいて放電スイッチをオンするタイミングを決める。

【0073】

以上の動作をブラシレスモータ 4 の 1 回転毎に継続的に行うことで、交流電源 1 からの電源力率を高めることができる。

【0074】

なお、制御部 5 はモータ電流の振幅を制御することによって振動を抑制する第 2 の従来例における制御部で構成してもよい。

実施の形態 6

図 12 は本発明の実施の形態 6 に係るモータ制御装置の構成を示すブロック図である。図 12 において図 11 と同一符号は同一又は相当する部分を示す。

【0075】

図 12 に示すように、本実施の形態では、実施の形態 5 (図 11) の充放電回路 20 及び充放電回路制御部 21 が、それぞれ、コンバータ回路 25 及びコンバータ回路制御部 26 に置き換えられ、電圧センサ 105 をさらに備えている。その他の点は実施の形態 5 と同様である。

【0076】

コンバータ回路 25 は、インダクタ、スイッチング素子、ダイオード、及びコンデンサを備えた周知の回路で構成されている。

【0077】

コンバータ回路制御部 26 は、トルク指令オンオフ判定部 21、交流電流指令作成部 22、充放電指令作成部 29 とを備えている。

【0078】

トルク指令オンオフ判定部 21 は実施の形態 5 と同様である。交流電流指令作成部 28 は、電圧センサ 103 を介して交流電源 1 の電圧位相を検出し、正弦波状の交流電流指令を作成する。充放電指令作成部 29 は、電流センサ 104 を介して交流電源電流を検出し、交流電源電流の値がこの交流電流指令に一致するように該交流電源電流をフィードバック制御する。このフィードバック制御は、充放電指令作成部 29 がコンバータ回路 25 のスイッチング素子に PWM 制御信号を出力し、そのスイッチング素子はその PWM 信号に従ってスイッチング動作することにより遂行される。このフィードバック制御は、一般的には PI 制御が採用されるが、これに限るものではない。

【0079】

交流電流指令作成部 28 は、期間 1 と期間 2 とで、作成する交流電流指令の振幅値が異なる。期間 1 では、ブラシレスモータ 4 のモータ電流を小さくするので、インバータ回路 3 にはほとんど電流が流れない。従って、コンバータ回路 25 のコンデンサは交流電流指令に基づいた電流によって充電される。一方、期間 2 では、インバータ回路 3 を通じてブラシレスモータ 4 に電流が流れるので、充電

されたコンデンサから放電されると同時に、交流電源 1 から電力が供給される。そこで、期間 1 においては、交流電流指令の振幅値を小さくし、期間 2 においては交流電流指令の振幅値を大きくする。なお、交流電流指令の期間 2 における振幅値に対する期間 1 の振幅値の比率は、電源力率を 0.9 にしたい場合には 0.3 以上に、電源力率を 0.95 にしたい場合には 0.5 以上に設定すればよい。但し、ブラシレスモータ 4 が 1 回転した時にコンデンサの充電量と放電量とが等しくなることが必要であるため、交流電流指令作成部 22 は、電圧センサ 105 を介してコンデンサの保持電圧を検出し、それに基づいて交流電流指令の振幅値を調整する。

実施の形態 7

本発明の実施の形態 7 は、実施の形態 1 乃至 6 のモータ制御装置の電気機器への適用例を示す。

【0080】

本実施の形態に係る電気機器は、例えば、空気調和器（図示せず）又は冷蔵庫（図示せず）であり、その熱媒体を圧縮する圧縮機が実施の形態 1 乃至 6 のモータ制御装置により制御されるブラシレスモータによって駆動される。

【0081】

【発明の効果】

本発明は以上に説明した形態により実施され、モータ制御装置並びにそれを用いた圧縮機及び電気機器において、インダクタや平滑用コンデンサを小容量化しても電源力率を低下させることなく負荷トルク変動による振動の発生を抑制することができるという効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の実施の形態 1 に係るモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図 2】

図 1 のブラシレスモータの回転子角度に対する負荷トルク、速度、検出速度、検出加速度、及びトルク指令補正量の変化の一例を表す図である。

【図 3】

図3は変動抑制部の構成を示すブロック図である。

【図4】

トルク変動と電流位相指令 β^* の出力の関係を示す特性図である。

【図5】

第2の従来例において平滑コンデンサを省略した場合における波形図であって、(a)は交流電源電流の波形を示す図、(b)はモータ電流の波形を示す図、(c)は電流振幅指令 I^* の波形を示す図である。

【図6】

本実施の形態における波形図であって、(a)は交流電源電流の波形を示す図、(b)はモータ電流の波形を示す図、(c)は電流位相指令 β^* の波形を示す図である。

【図7】

本発明の実施の形態2に係るモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図8】

本発明の実施の形態3に係るモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図9】

本発明の実施の形態3における波形図であって、(a)はインバータ回路の入力電圧の波形を示す図、(b)は電流振幅指令 I^* の波形を示す図である。

【図10】

本発明の実施の形態4に係るモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図11】

本発明の実施の形態5に係るモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図12】

本発明の実施の形態6に係るモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図13】

第1の従来例のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図14】

第1の従来例のモータ制御装置のトルク指令と交流電源の電圧及び電流の一例を示すグラフである。

【図 15】

従来のロータリー型圧縮機の負荷トルク変動の一例を示す特性図である。

【符号の説明】

- 1 交流電源
- 2 整流回路
- 3 インバータ回路
- 4 ブラシレスモータ
- 5 制御部
- 6 回転数／回転位相推定部
- 7 変動抑制部
- 8 回転数誤差検出部
- 9 電流指令作成部
- 10 印加電圧作成部
- 11 回転子加速度検出部
- 12 減算器
- 14 電流位相指令変換部
- 15 電流位相指令補正量補間部
- 16 加算部
- 17 振幅変調部
- 18 充放電回路
- 19 充放電回路制御部
- 20 充放電回路
- 21 トルク指令オンオフ判定部
- 22 交流電流指令作成部
- 23 充電スイッチ指令作成部
- 24 放電スイッチ指令作成部
- 25 コンバータ回路
- 26 コンバータ回路制御部
- 29 充放電指令作成部

1 0 1 モータ制御装置

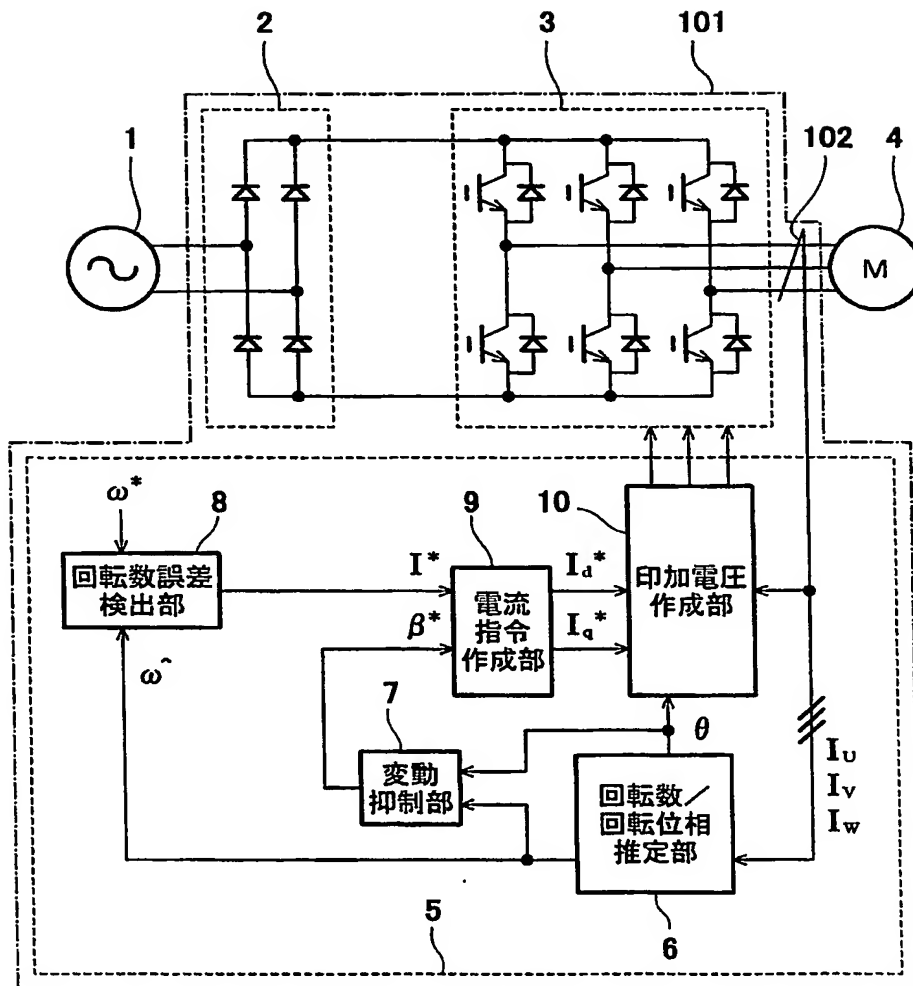
1 0 2, 1 0 4 電流センサ

1 0 3, 1 0 5 電圧センサ

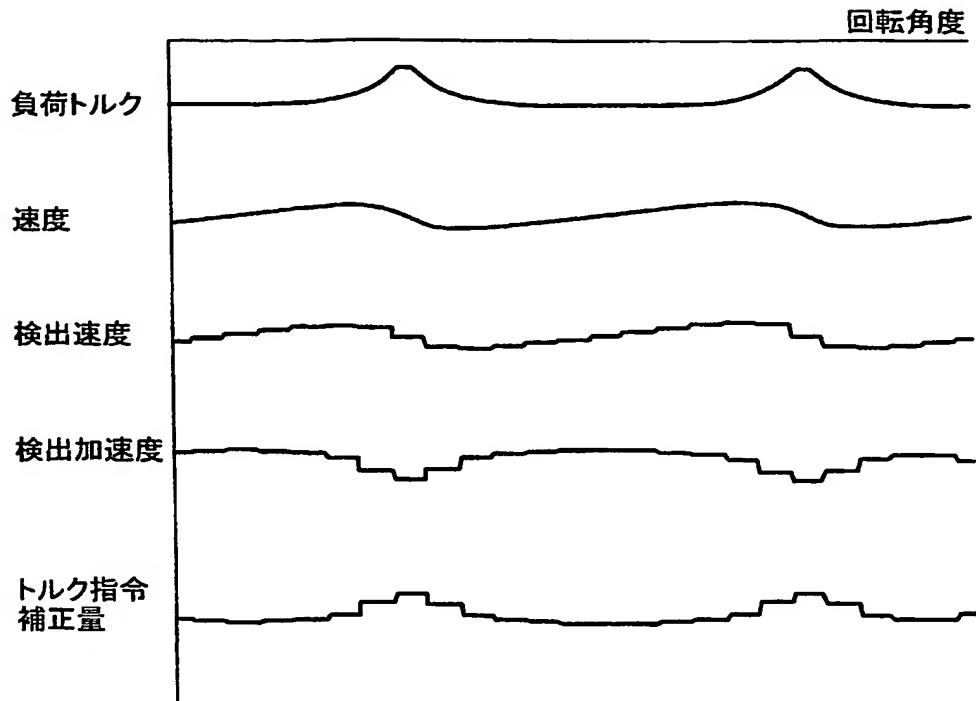
A c 1 ~ A c n 第 1 ~ 第 n 加速度制御部

【書類名】 図面

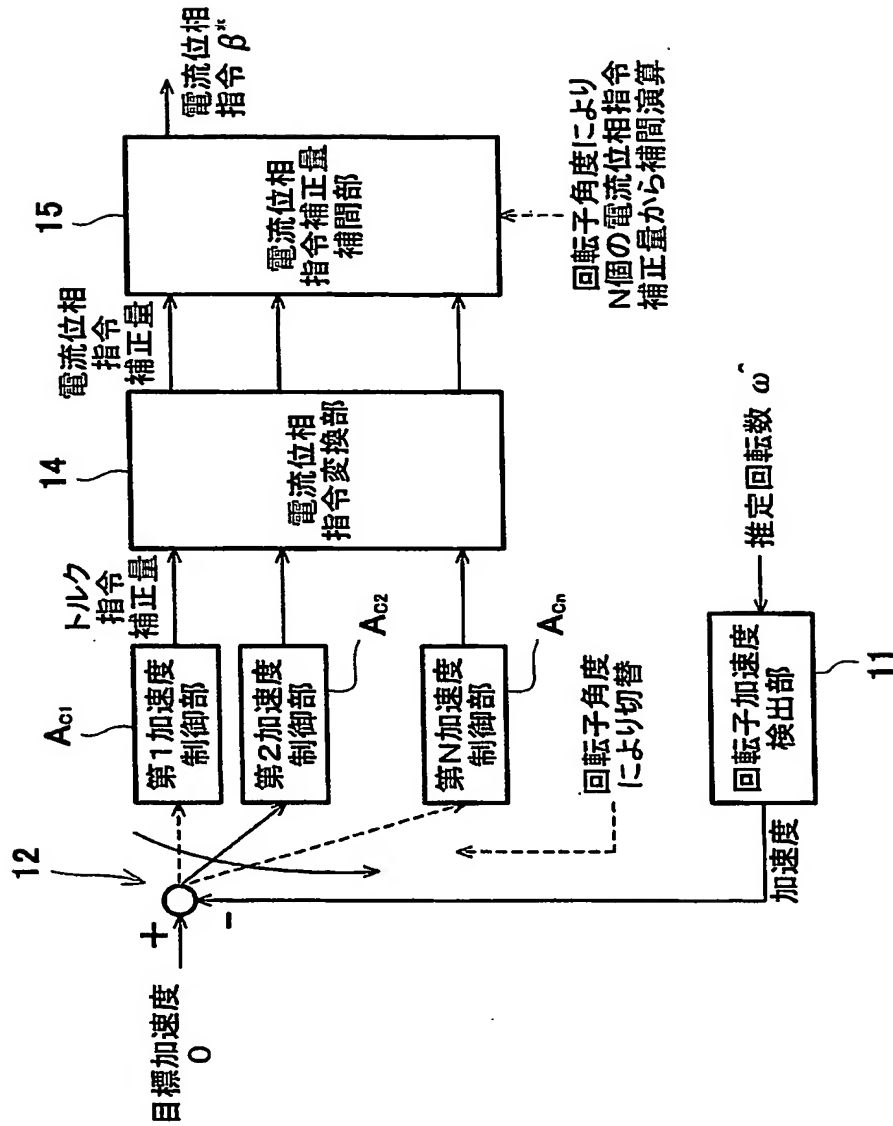
【図 1】



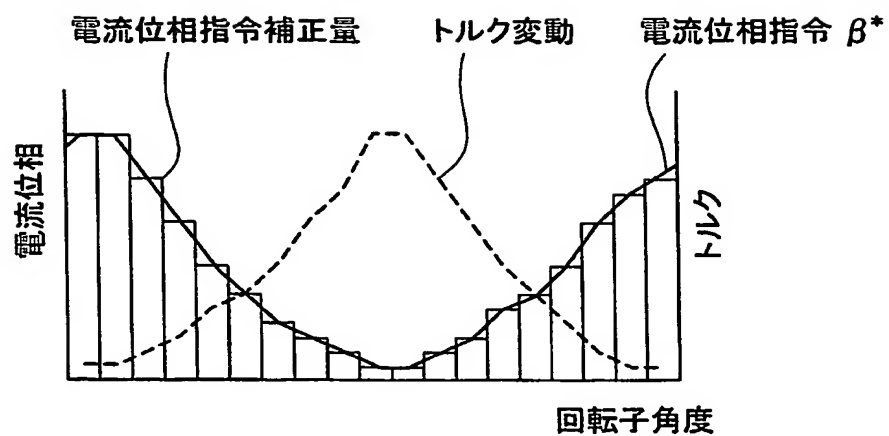
【図 2】



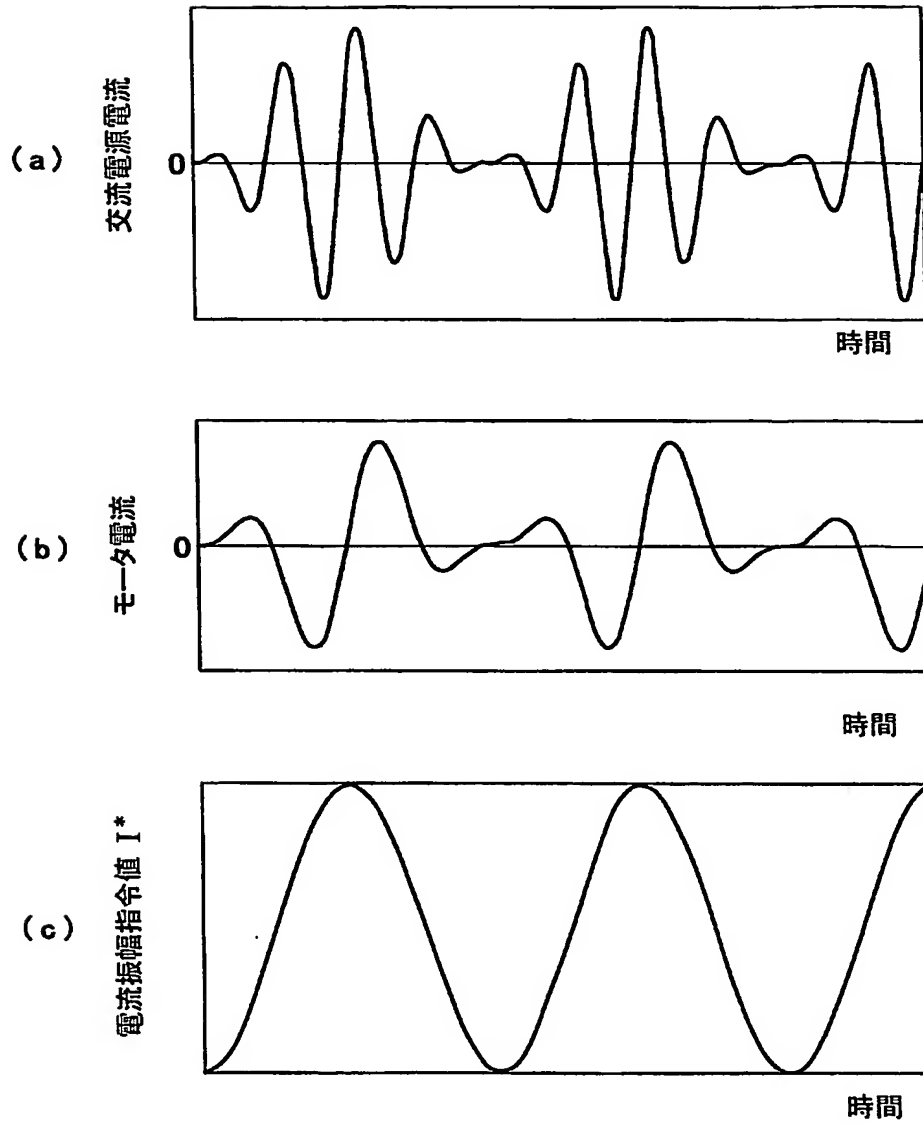
【図 3】



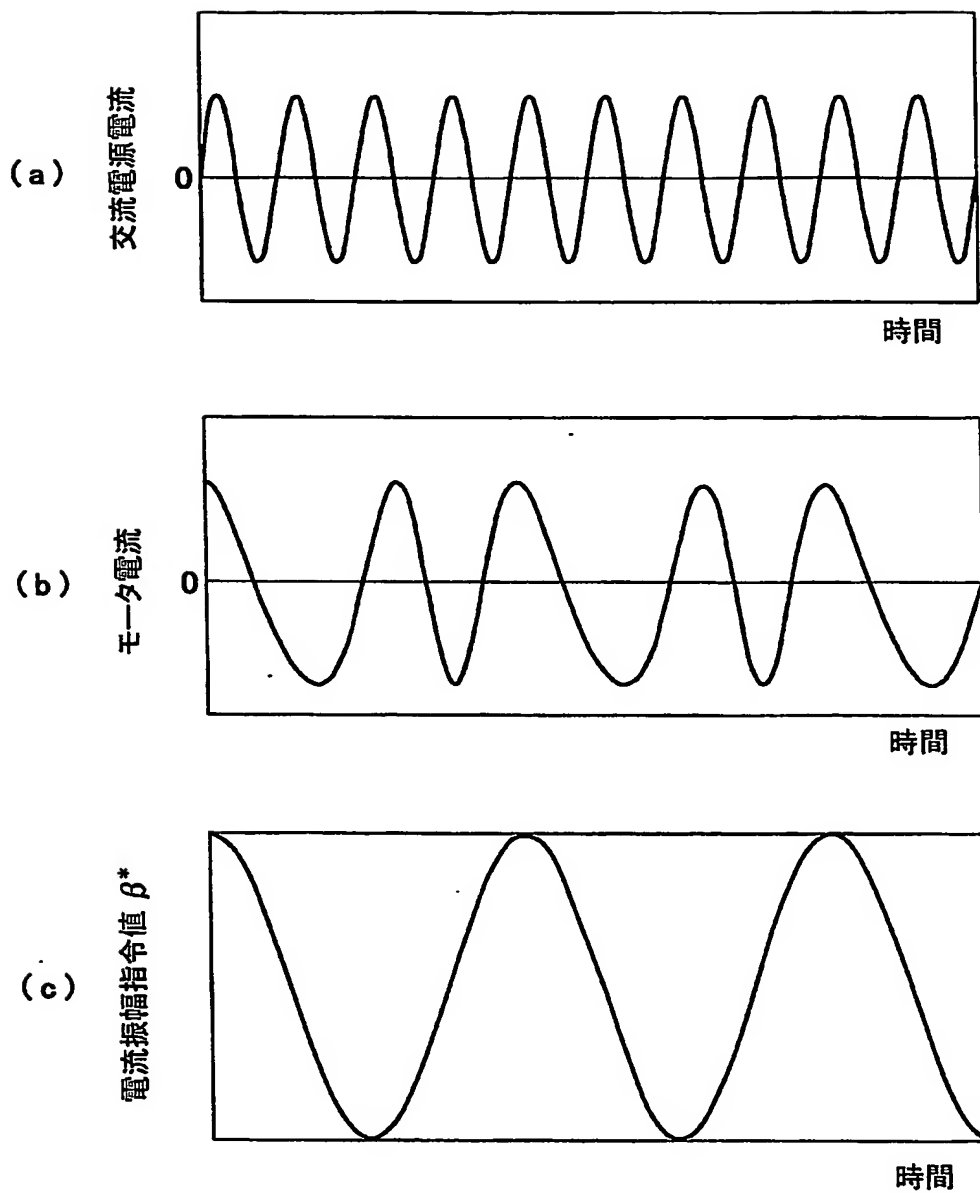
【図 4】



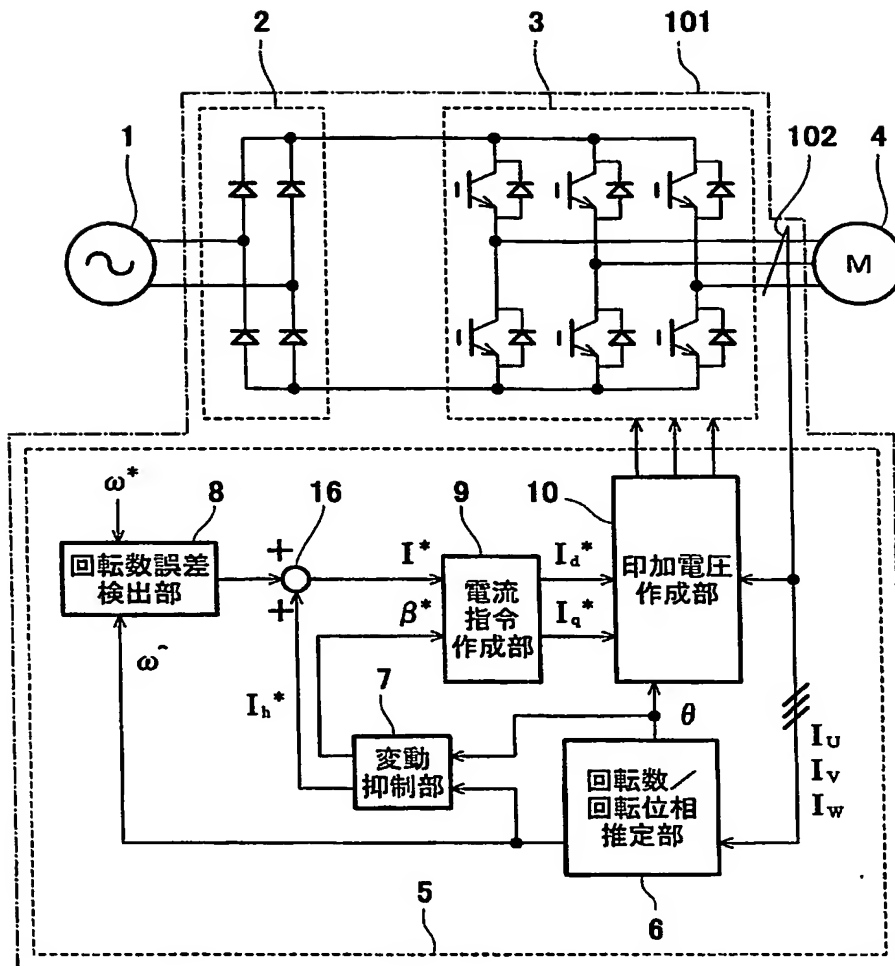
【図 5】



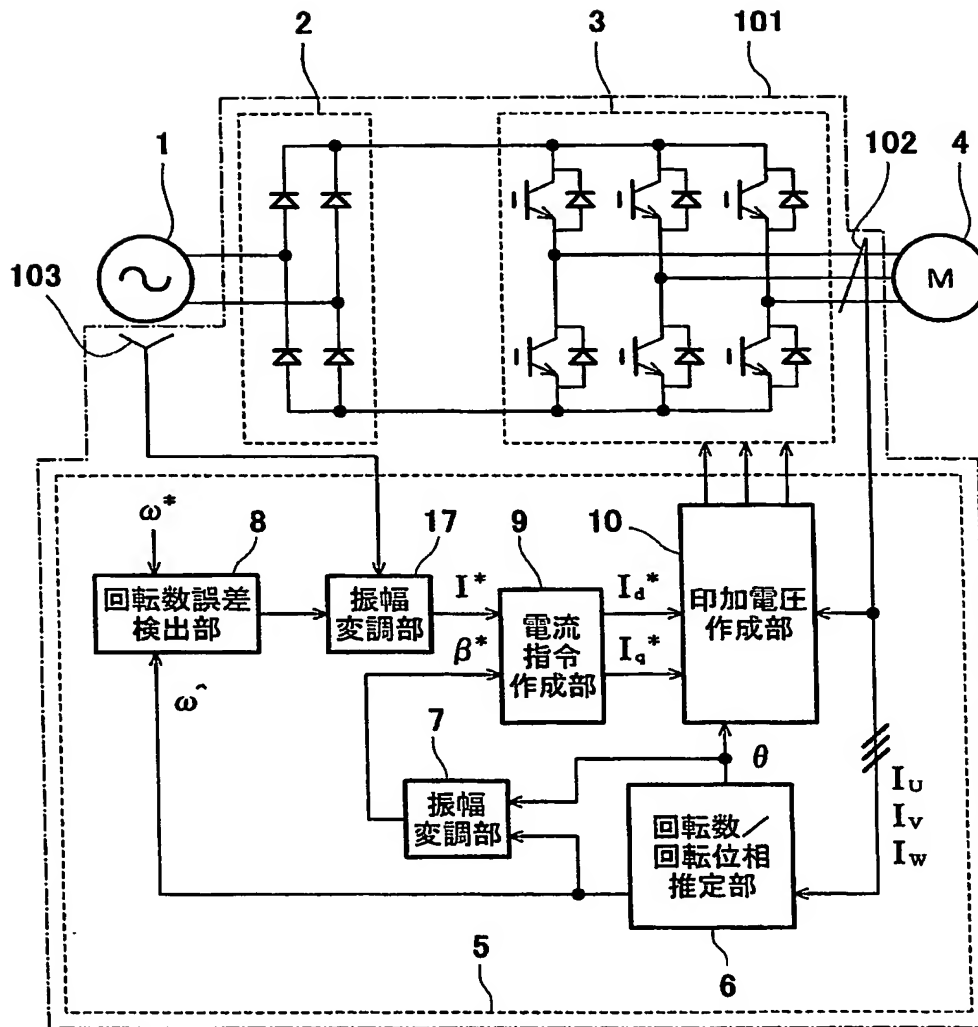
【図 6】



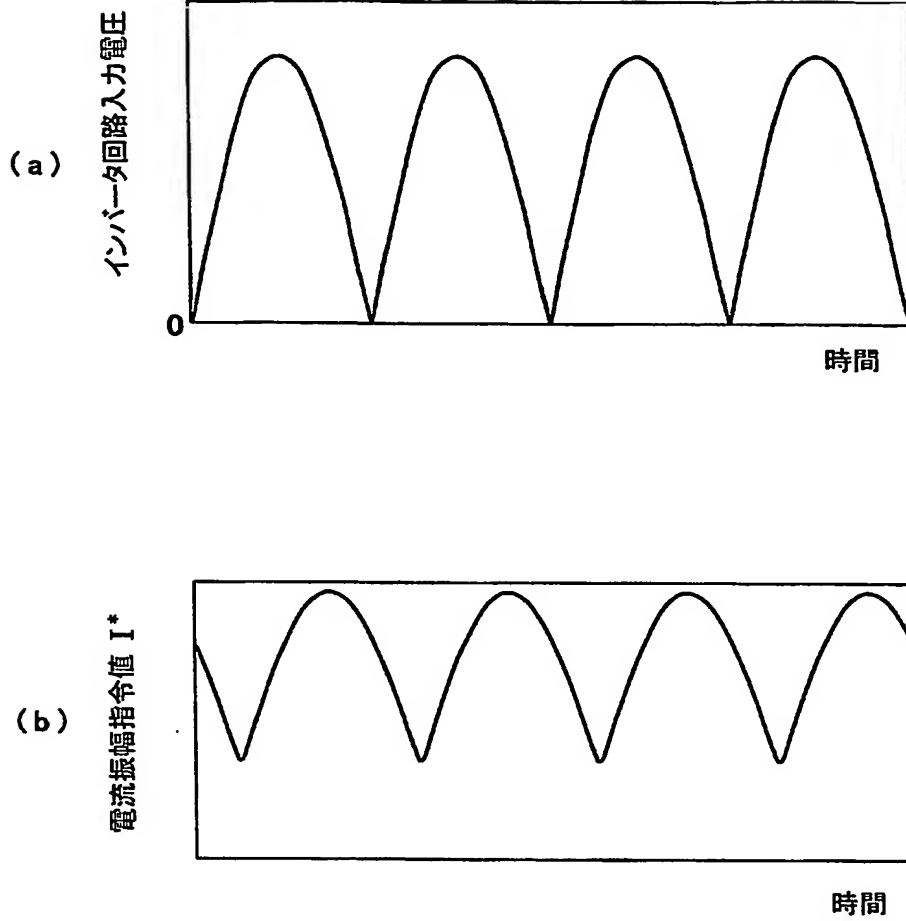
【図 7】



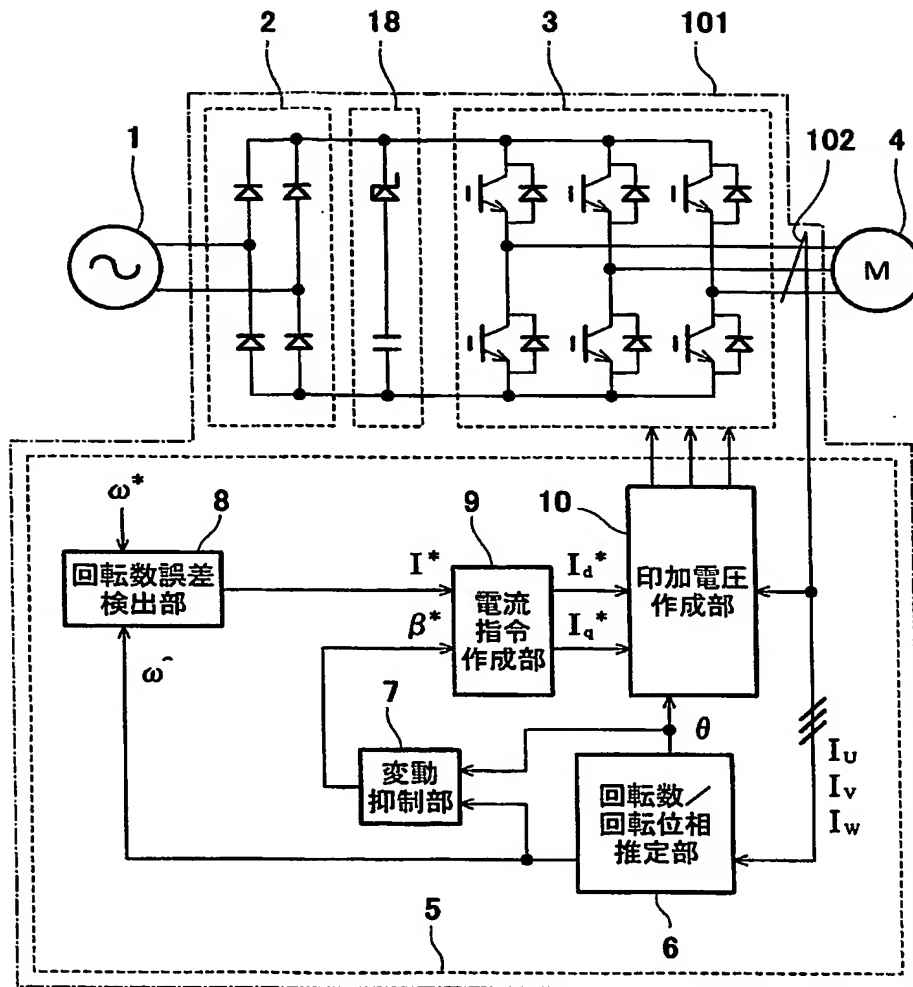
【図 8】



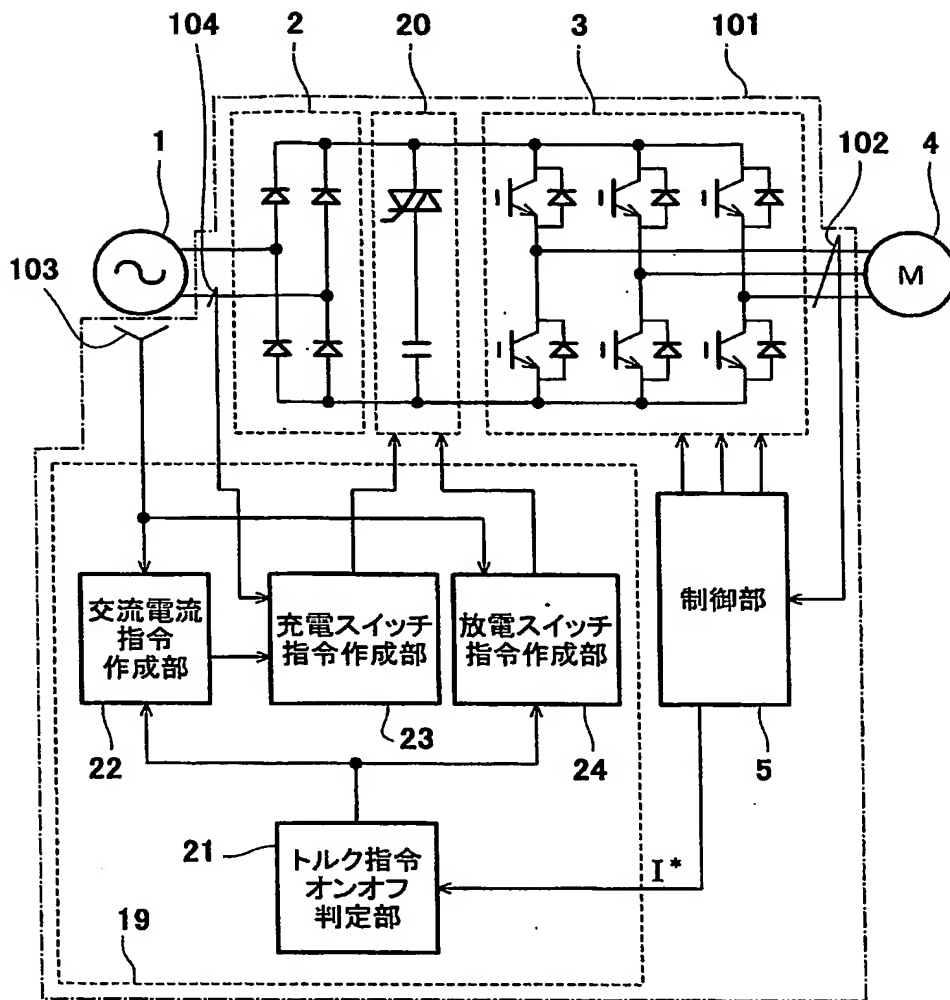
【図 9】



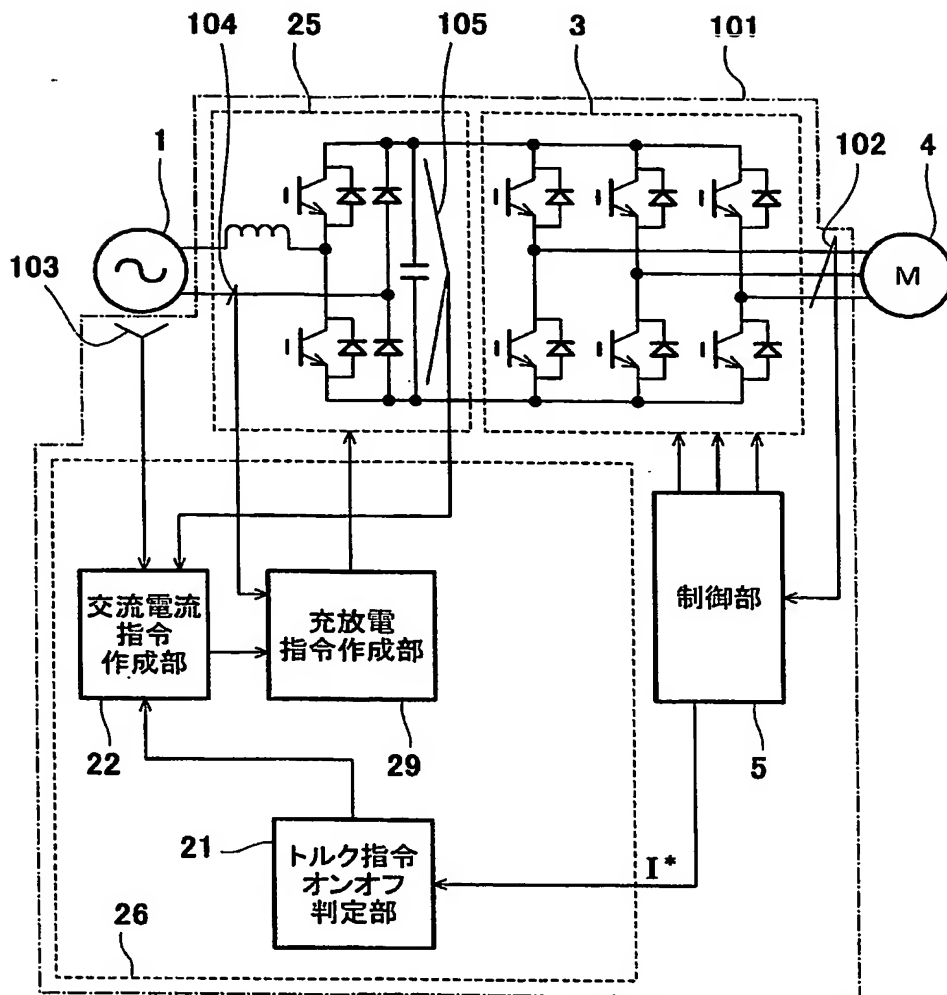
【図 10】



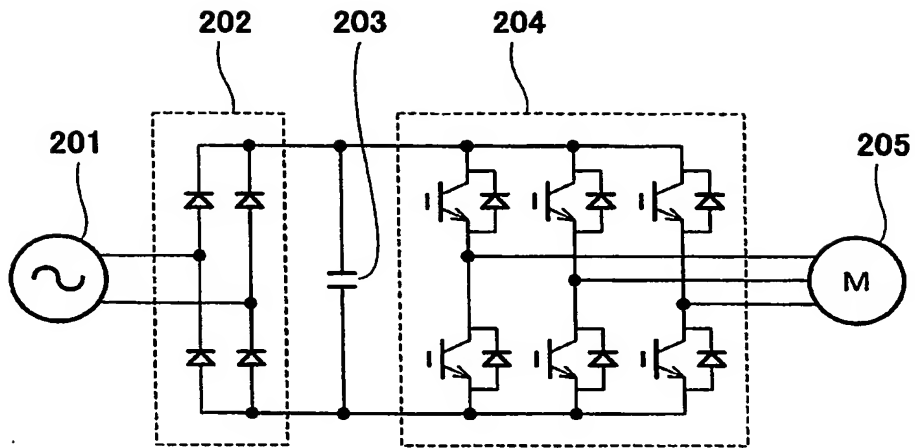
【図 11】



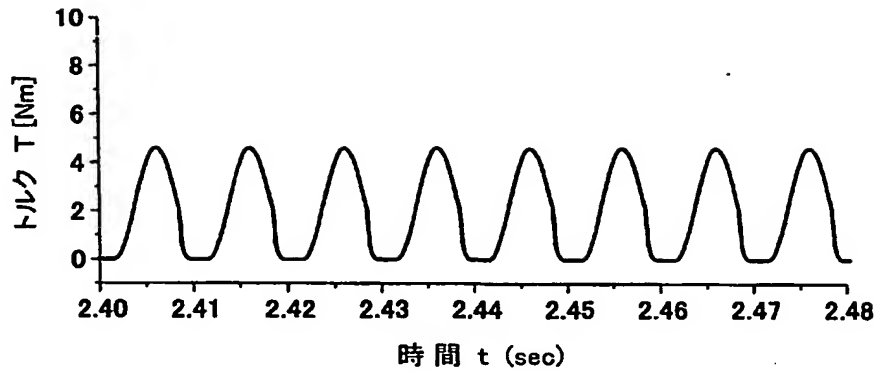
【図 12】



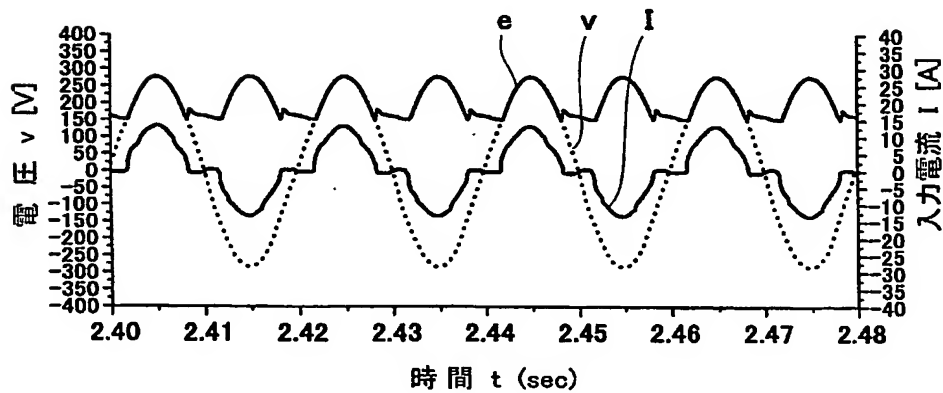
【図 13】



【図14】

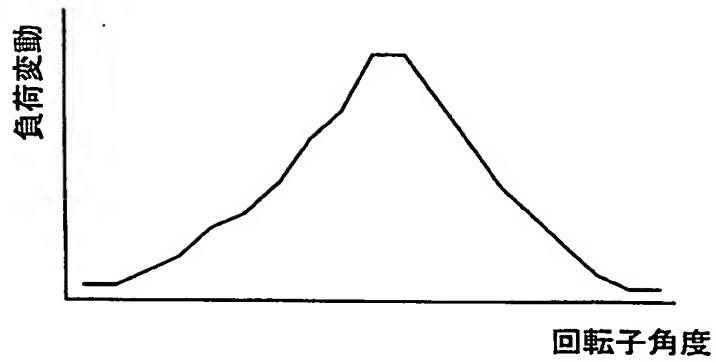


(a)



(b)

【図 15】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 インダクタや平滑用コンデンサを小容量化しても電源力率を低下させることなく負荷トルク変動による振動の発生を抑制可能なモータ制御装置並びにそれを用いた圧縮機及び電気機器モータ制御装置を提供する。

【解決手段】 ブラシレスモータ 4 を駆動するインバータ回路 3 と、インバータ回路 3 を介してブラシレスモータ 4 のモータ電流の位相を制御することによりブラシレスモータ 4 の回転速度を制御する制御部 5 とを備えている。

【選択図】 図 1

認定・付加情報

特許出願の番号 特願 2003-117149
受付番号 50300668077
書類名 特許願
担当官 第三担当上席 0092
作成日 平成15年 4月23日

<認定情報・付加情報>

【提出日】 平成15年 4月22日
【特許出願人】
【識別番号】 000005821
【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1006番地
【氏名又は名称】 松下電器産業株式会社
【代理人】 申請人
【識別番号】 100065868
【住所又は居所】 兵庫県神戸市中央区東町 123番地の1 貿易ビル3階 有古特許事務所
【氏名又は名称】 角田 嘉宏
【選任した代理人】
【識別番号】 100088960
【住所又は居所】 兵庫県神戸市中央区東町 123番地の1 貿易ビル3階 有古特許事務所
【氏名又は名称】 高石 ▲さとる▼
【選任した代理人】
【識別番号】 100106242
【住所又は居所】 兵庫県神戸市中央区東町 123番地の1 貿易ビル3階 有古特許事務所
【氏名又は名称】 古川 安航
【選任した代理人】
【識別番号】 100110951
【住所又は居所】 兵庫県神戸市中央区東町 123番地の1 貿易ビル3階 有古特許事務所
【氏名又は名称】 西谷 俊男
【選任した代理人】
【識別番号】 100114834
【住所又は居所】 兵庫県神戸市中央区東町 123番地の1 貿易ビル

次頁有

認定・付加情報（続き）

【氏名又は名称】 ル 3 階有古特許事務所
幅 慶司

次頁無

特願 2003-117149

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[000005821]

1. 変更年月日

1990年 8月28日

[変更理由]

新規登録

住 所

大阪府門真市大字門真1006番地

氏 名

松下電器産業株式会社